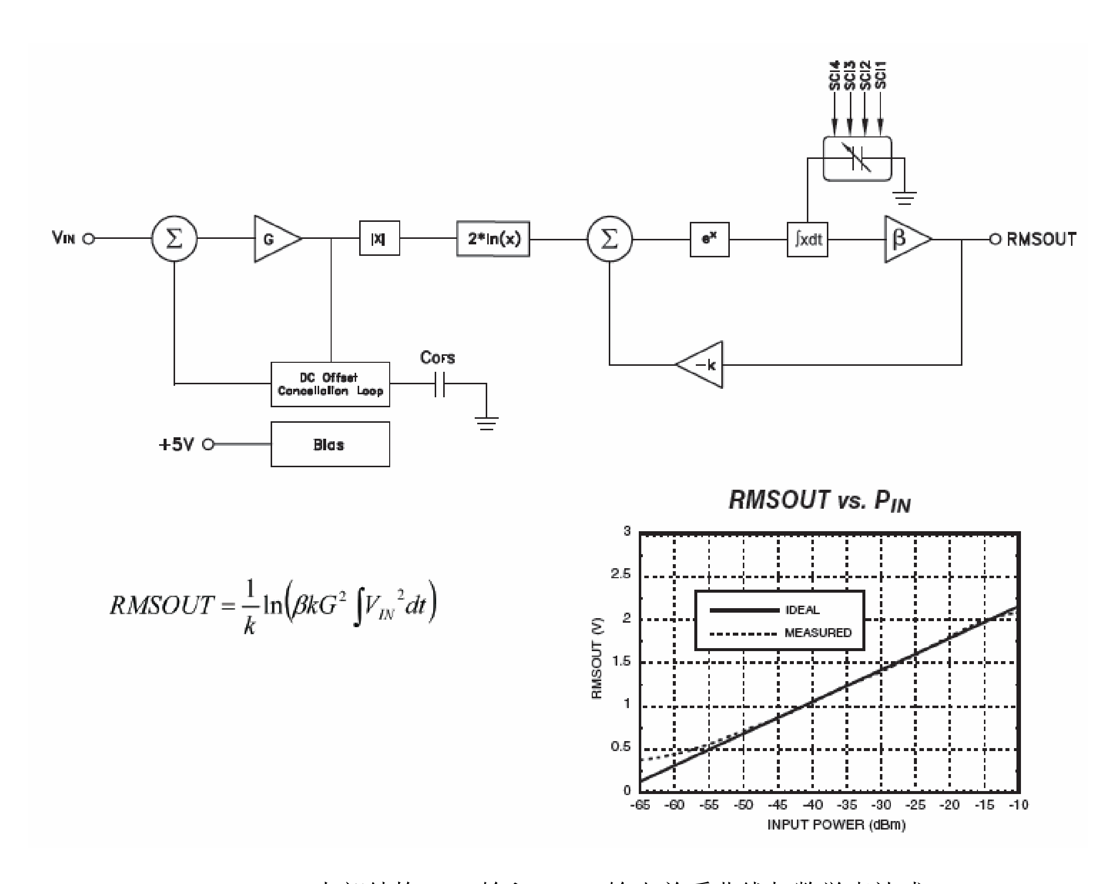


HMC1010LP4E 应用指南

概述

这篇应用指南是Hittite Microwave公司HMC1010LP4E 数据手册中"Application Information"的中文翻译与补充。如需完整的功率检测器产品目录及其数据资料，欢迎访问Hittite Microwave公司网站：www.hittite.com。

工作原理



$$RMSOUT = \frac{1}{k}\ln\left(\beta k G^2 \int V_{IN}{}^2 dt\right)$$

HMC1010LP4E 内部结构、RF 输入—RMS 输出关系曲线与数学表达式

上图是 HMC1010LP4E 的内部结构，并给出了典型的输入射频功率到 RMS 输出电压之间的转换关系曲线以及数学表达式。本质上讲 RMS 功率检测器可以看作为一个模拟计算器，用于计算输入射频信号的均方根（RMS）功率。RMS 功率检测器的核心部分包括：全

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

波检波器、对数与反对数计算电路、积分器。RMS 输出电压正比于V_{IN}^2时间平均后的对数值。在上图中的直流偏置(Bias)模块包含着温补电路，用于在全工作温度范围内稳定输出精度。直流偏移抑制电路（DC Offset Cancellation）可主动消除器件内部寄生的直流分量，从而保证准确检测出微弱的输入信号。

典型应用的连接方法

HMC1010LP4E 的输入信号可以为单端或者是差分形式，请参考“射频输入接口”章节获取相关技术细节。

HMC1010LP4E 数据手册中推荐电路对应的$P_{IN} \rightarrow RMS_{OUT}$转换斜率典型值为：36.6mV/dB (900MHz)。转换斜率也可根据不同的应用需求改变。最常见的目的是：在输入信号的检测范围内“放大”（或“缩小”）某一段射频功率对应的 RMS 输出电压。请参考“功率检测器的斜率和截止点”章节获取相关技术细节。

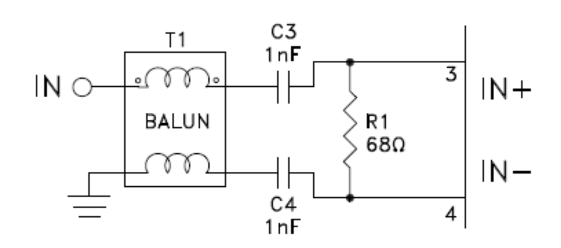
由于不同器件之间转换斜率和截止点存在着离散性，因此推荐采用误差校准方法满足绝对精度的要求。请参考“误差校准”章节获得相关技术细节。

射频输入接口

HMC1010LP4E 有两个差分输入管脚：IN+和 IN-，在实际应用中可采用单端或者差分形式的输入。应该注意的是在 IN+和 IN-管脚上有直流电压，大约为$V_{cc} - 1.2$伏。因此必需使用隔直电容，容值由输入射频信号的最低频率决定。

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

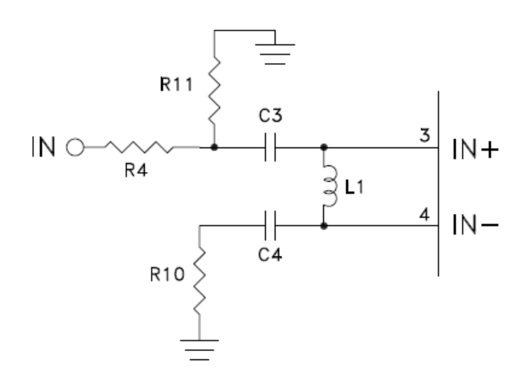
差分输入的接口电路如下图所示：



差分输入的接口电路

在差分输入的接口电路中，R_1 的取值决定于巴伦的阻抗转换特性。HMC1010LP4 差分输入阻抗为150Ω，于是可得：$R_1 = \frac{150 \times R_M}{150 - R_M}$，其中 R_M 为巴伦差分输出端的阻抗。如果 $R_M = 50\Omega$，那么 $R_1 = \frac{150 \times 50}{150 - 50} = 75\Omega$。在上图中 68Ω 为一个近似值。

宽带单端输入的接口电路如下图所示：



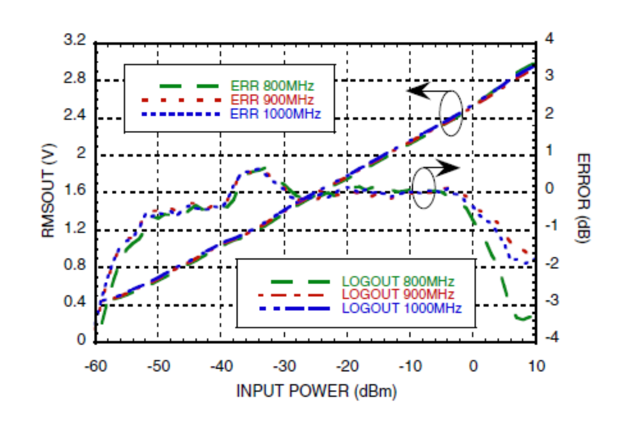
宽带单端输入的接口电路

900MHz 应用的单端输入端匹配方法是：

$R_4 = 27\Omega$， $R_{11} = 82\Omega$， $C_3 = 100pF$， $L_1 = 6.8nH$， $C_4 = 5.6pF$， $R_{10} = 0\Omega$

对应的实测曲线如下图所示：

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

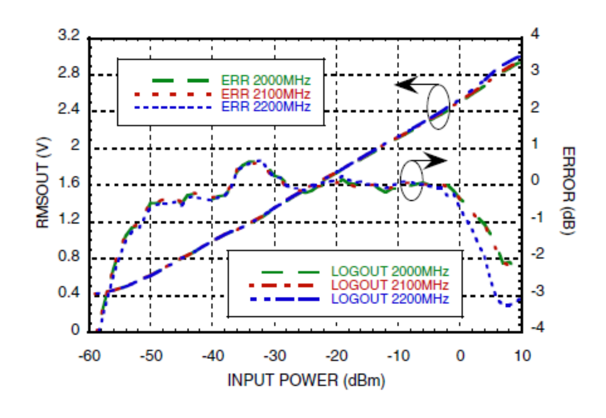


单端输入条件下 RMS_{OUT} 与误差特性（900MHz±100MHz）

2100MHz 应用的单端输入端匹配方法是：

$R_4=27\Omega$， $R_{11}=82\Omega$， $C_3=100pF$， $L_1=2.4nH$， $C_4=2pF$， $R_{10}=0\Omega$

对应的实测曲线如下图所示：



单端输入条件下 RMS_{OUT} 与误差特性（2100MHz±100MHz）

如需其它频点的单端匹配电路设计帮助，请与Hittite公司联系：china@hittite.com。

RMS 输出检测精度和瞬态响应速度

HMC1010LP4E 输出信号的瞬态响应速度可由外加数字信号调节，对应的控制管脚为：SCI1-SCI4。数字信号的接口为 TTL 电平，其中 SCI4 为最高有效位。当 SCI4,3,2,1=1111

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

时，器件内部的积分时间最长。增大 SCI 值，积分器的工作带宽变窄，积分时间间隔变长，输出端滤波效果增强，检测精度提高，但是瞬态响应速度会降低。当精度和速度相比优先精度时，就可选用较大的 SCI 值。而如需最快的瞬态响应速度，可将 SCI 设置为 0000。其结果是积分器的工作带宽最大，积分时间间隔变短，输出端的滤波效果减弱，RMS 输出信号纹波明显，检测精度下降。针对不同的应用必须选择合适的 SCI 值，这样可以维持响应速度和检测精度之间的平衡。

此外，对于调制带宽变化剧烈的信号，检测误差与响应速度也依赖于 SCI 的合理设置。例如，当输入为宽带调制信号，低频分量丰富，而且峰均比又比较高时，应选取比较大的 SCI。

在下面表中和测试曲线中给出了不同的 SCI 值对应的 RMS 输出响应速度（测试条件为 1900MHz 的 CW 信号）。

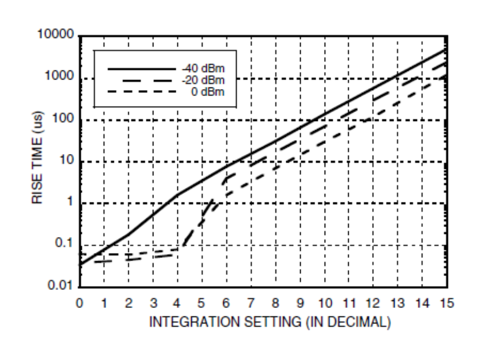
不同 SCI 设置时的瞬态响应速度

	RMSOUT Rise-Time 10% -> 90% (μs)			RMSOUT Rise Settling Time (μs)[3]			RMSOUT Fall-time 100% -> 10% (μs)		
SCI4,3,2,1	Pin = 0 dBm	Pin = -20 dBm	Pin = -40 dBm	Pin = 0 dBm	Pin = -20 dBm	Pin = -40 dBm	Pin = 0 dBm	Pin = -20 dBm	Pin = -40 dBm
0000	0.062	0.038	0.034	0.504	0.546	0.422	1.73	1.73	1.79
0010	0.06	0.045	0.18	0.63	0.63	0.495	5.55	5.55	5.85
0100	0.08	0.06	1.6	2.8	2.65	2.5	22.4	22.3	23.6
0110	1.6	4	7.7	10.5	11	10	93.5	91	96
1000	7	17	31	40	45	45	378	372	386
1010	30	70	138	170	184	182	1510	1510	1590
1100	120	300	580	630	770	780	6400	6400	6600
1111	1200	2400	5000	6700	7200	14200	53000	53000	55000

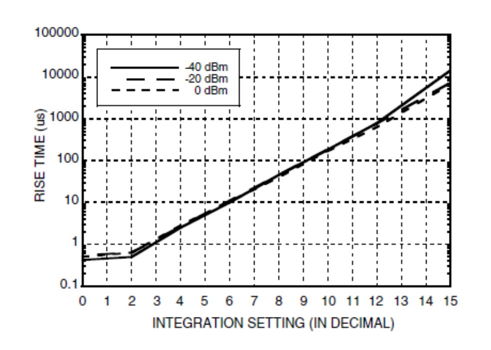
20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730



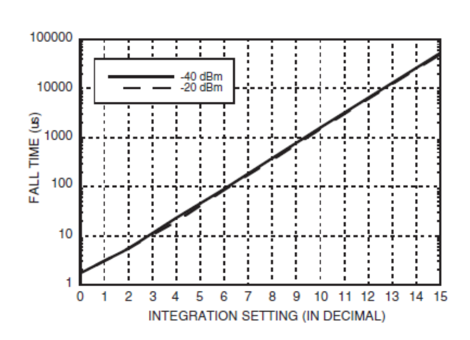
上升时间与SCI设置的关系



上升建立时间与SCI设置的关系



下降时间与 SCI 设置的关系

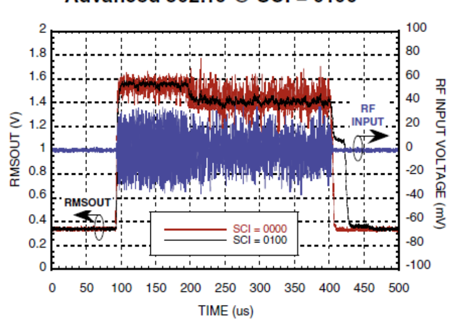


如需提高负载驱动能力，可在 RMS 输出端增加一个放大器。如果 HMC1010LP4E 的 SCI 值较小，外加积分放大器不仅可以优化瞬态响应时间，而且也可以起到额外的 RMS 输出滤波作用，有利于提高检测精度。

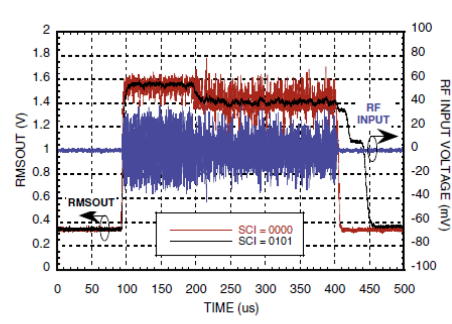
在下面的一组图片中分别以 2.6GHz 的 WiMax OFDM，WiBRO，LTE，WCDMA 信号为例，说明提高 SCI 值时 RMS 输出纹波和响应速度的关系。在每一幅图中都有两条 RMS 输出波形，其中一条对应 SCI=0000 的输出（红色），另外一条对应 SCI 取较大值时的输出（黑色）。以 SCI=0000 的输出作为参考，可以看出增大 SCI 值，RMS 响应速度变慢，但是输出纹波抑制提高。

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

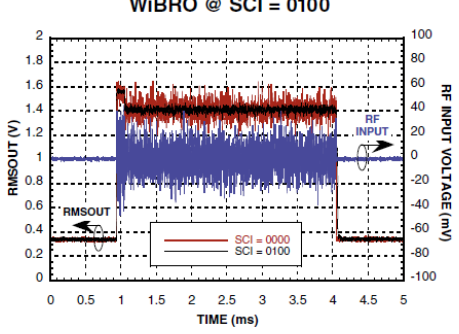
Residual Ripple for 2.6 GHz WiMAX OFDM Advanced 802.16 @ SCI = 0100



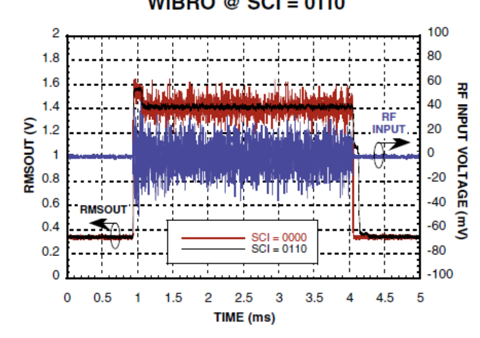
Residual Ripple for 2.6 GHz WiMAX OFDM Advanced 802.16 @ SCI = 0101



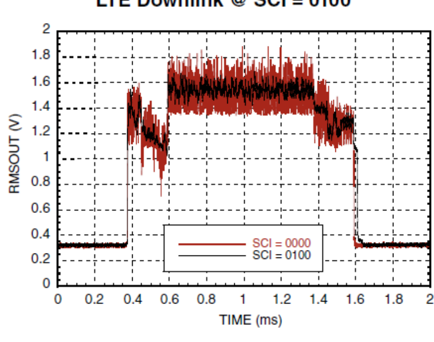
Residual Ripple for 2.6 GHz WiBRO @ SCI = 0100



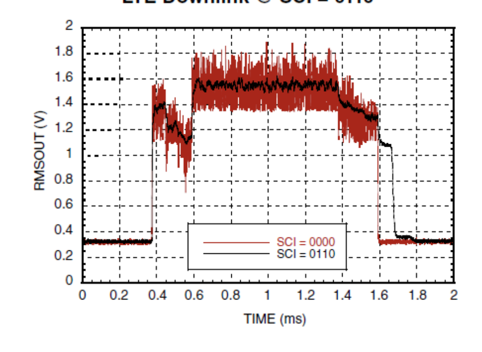
Residual Ripple for 2.6 GHz WiBRO @ SCI = 0110



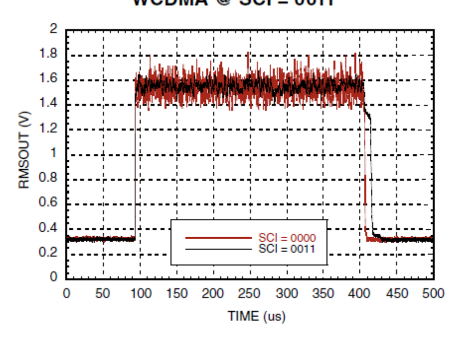
Residual Ripple for 2.6 GHz LTE Downlink @ SCI = 0100



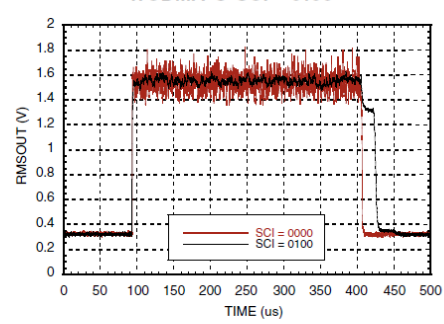
Residual Ripple for 2.6 GHz LTE Downlink @ SCI = 0110



Residual Ripple for 2.6 GHz WCDMA @ SCI = 0011



Residual Ripple for 2.6 GHz WCDMA @ SCI = 0100



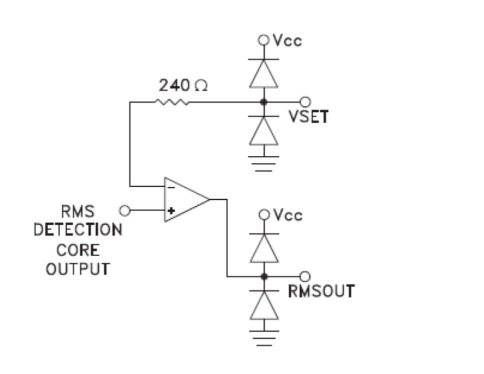
20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373

美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336

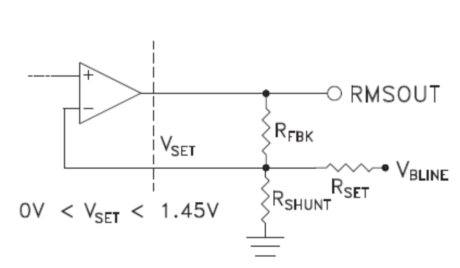
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

功率检测器的转换斜率和截止点

HMC1010LP4E 的转换斜率和截止点可根据不同的应用需求灵活调节。最常见的目的是：在输入信号的检测范围内“放大”（或“缩小”）某一段射频功率对应的 RMS 输出电压。



a. RMS 输出端的电路



b. 斜率和截止点的调节方法

在上图 a 中看到 HMC1010LP4E 的输出级由同相放大器构成。放大器的输入信号来自 RMS 检测器的内核，放大器的输出端就是整个器件的RMS_{OUT}管脚，反馈端为 V_{SET} 管脚。只要合理设计反馈电路的形式，就能改变输出级放大器的直流响应特性，从而就可以调节转换斜率和截止点，在上图 b 中进一步说明具体的实现方法。

对照 HMC1010LP4E 数据手册中的推荐电路和上图 b，可以得到：

$R_7 = R_{FBK} = 4.7K\Omega$， $R_6 = R_{SHUNT} = 4.7K\Omega$

对应的输出级放大器增益为： $Gain = 1 + \frac{R_{FBK}}{R_{SHUNT}} = 1 + \frac{4.7K\Omega}{4.7K\Omega} = 2$

对应该推荐电路实际测量的转换斜率为：37.3mV/dB（1900MHz）

用 $Slope_{NEW}$ 代表调节后的新斜率，对应的新放大器增益为 $Gain_{NEW}$ 。由于转换斜率和

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

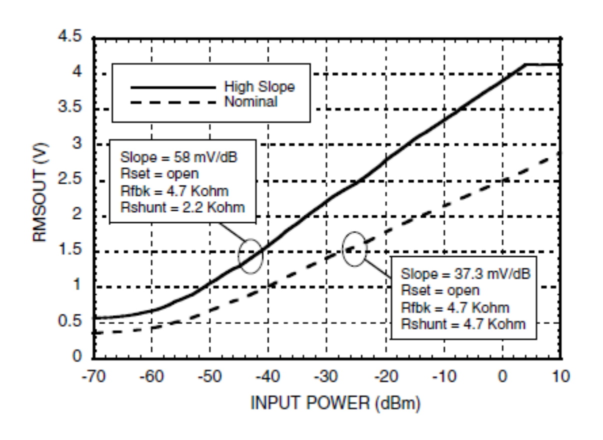


输出级放大器增益之间是正比例关系，因此可以得下面的关系式：$\frac{37.3}{2}=\frac{Slope_{New}}{Gain_{NEW}}$

$$\Rightarrow \quad Slope_{NEW}=18.65\times Gain_{NEW} \Rightarrow Slope_{NEW}=18.65\times\left(1+\frac{R_{FBK}}{R_{SHUNT}}\right)(mV/dB)$$

例如：$R_{FBK}=4.7K\Omega$，$R_{SHUNT}=2.2K\Omega$，$Slope_{NEW}=18.65\times\left(1+\frac{4.7}{2.2}\right)=58.49mV/dB$

在下图中对比了两组 R_{FBK} 和 R_{SHUNT} 取值及其对应的斜率。



R_{FBK} 和 R_{SHUNT} 的取值与斜率的改变

还有一些应用是要求保持斜率恒定的情况下改变功率检测器的截至点。实现的方法是在输出级放大器的反馈电路上增加电阻 R_{SET} 和偏置电压 V_{BLINE}（如上图 b 所示）。改变后的斜率和截至点与初始的斜率和截止点满足下面的关系式：

$$\text{改变后的截至点} = \text{初始截至点} - \left(\frac{R_{FBK}}{R_{SET}}\times V_{BLINE}\right)$$

$$\text{改变后的斜率} = \text{初始斜率}\times\frac{R_{FBK}}{R_{FBK}//R_{SHUNT}//R_{SET}}$$

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

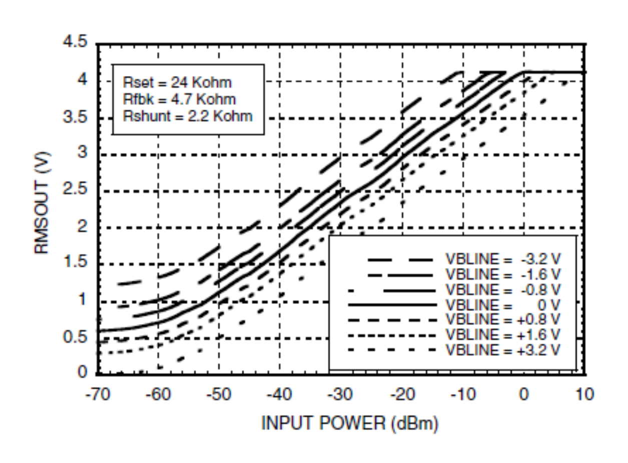


例如：$R_{FBK}=4.7K\Omega$，$R_{SHUNT}=2.2K\Omega$，$R_{SET}=24K\Omega$，那么可以得到：

$$改变后的斜率 = 37.3mV/dB\times\frac{4.7K\Omega}{4.7K\Omega//2.2K\Omega//24K\Omega}=37.3mV/dB\times1.67=62.29mV/dB$$

$$改变后的截至点 = 初始截止点 - \frac{4.7K\Omega}{24K\Omega}\times V_{BLINE} = 初始截止点 - 0.196\times V_{BLINE}$$

如果给定 R_{SET}，R_{FBK}，R_{SHUNT} 三个电阻值，在下图中说明了调节 V_{BLINE} 电压与改变截止点的关系。



截止点随 V_{BLINE} 改变的方法

直流偏移消除环路

在功率检测器的内部总会存在着与输入信号相关的寄生干扰信号。它们包括：直流偏移电压，或者接近于直流的低频信号。抑制这些寄生信号是保证检测精度和灵敏度的重要方法。在 HMC1010LP4E 中该功能是由直流偏移消除环路实现，本质的作用就是高通滤波器。COFSA 和 COFSB 是高通滤波器的电容输入管脚，而 C_{OFS} 就是高通滤波器的输入端电容，它的取值决定了输入信号经过高通滤波器之后的 3dB 带宽。例如，当需要抑制的寄

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA　Phone: +001-978-250-3343　Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处　200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座　Phone: + 86-21- 62098809　Fax: +86-21-62096730

生干扰信号包含有较低的频谱分量时，一般应该选用比较高的C_{OFS}电容值。C_{OFS}的取值与直流偏移电压抑制环路的带宽（既高通滤波器的3dB带宽）有如下的关系：

$$\text{直流偏移抑制环路的带宽} \approx \frac{1}{\pi \times 5000 \times \left(C_{OFS} + 20 \times 10^{12}\right)}，\text{单位：赫兹}$$

例如，当$C_{OFS} = 1nF$时，高通滤波器的3dB带宽大约为62KHz。

还需要注意的是C_{OFS}的取值也会影响整个器件的响应速度。增大C_{OFS}的容值，在提高检测精度的同时却牺牲了响应的速度。而减小C_{OFS}的容值，则优先的是检测速度。因此，C_{OFS}的取值应该与 SCI 的设置原则相同，必须根据具体的应用需求，在检测精度和响应速度之间选择最佳的平衡点

休眠模式

当 ENX 管脚连接至地 GND 时，功率检测器处于正常工作模式。而当 ENX 管脚连接至高电平时（$V \geq 0.8 \times V_{CC}$），功率检测器被切换至低功耗的休眠模式，此时，功率检测器没有输出，也不能记忆前一个工作状态。从休眠模式恢复到正常模式时，电容C_{OFS}会被重新充电，C_{OFS}与SCI的取值会影响唤醒速度。

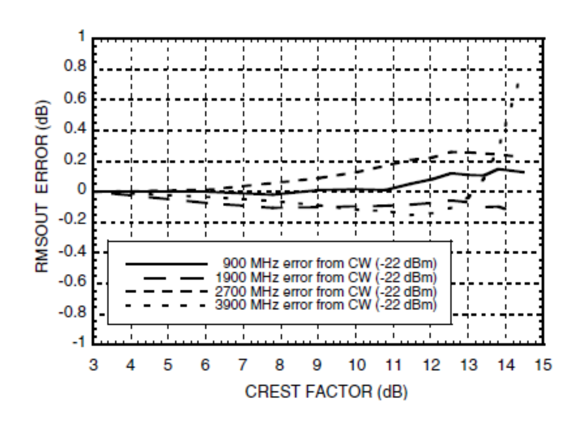
调制信号的检测性能

HMC1010LP4E 可以非常准确地检测具有高峰均比的调制信号。例如，在 2.7GHz 的频率范围内，检测高峰均比高达15dB的调制信号，检测误差不超过0.3dB。

在下图中给出了检测误差与输入信号峰均比的对应曲线：

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路80号天虹大楼6楼B座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730





RMS 检测误差与峰均比的关系

校准误差

由于不同器件之间的转换斜率和截止点存在着差异，采用误差校准的方法就可以减小因器件的离散性而导致的功率检测的绝对误差。通常的方法是：在靠近线性工作区的顶端和底端选择两个测试点（也可以在最关心检测精度的区域选择测试点），利用它们对应的输入功率和 RMS 输出电压计算出斜率和截止点。因为这两个测试点取自线性工作区，由它们组成的直线可以视为“理想响应直线”，用存储器将“理想响应直线”的电压和功率对应的关系保存起来。逐点比较实测 RMS 电压与存储器中理想的 RMS 电压，就可以得到“误差曲线”。在后续的应用中根据“误差曲线”修正误差就能够大大提高绝对功率检测的精度。如果能够在不同频率下选取多点校准，改善误差的效果会更好。

举例说明误差校准的过程：

在 2.2GHz 有两个在线性区的校准点，分别为：

V_{RMS} = 2.321V 对应 P_{IN} = -5dBm
V_{RMS} = 0.809V 对应 P_{IN} = -45dBm

用 SCC 代表斜率常数，ICC 代表截止点常数，于是可以得到：

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730



$$SCC = \frac{-45+5}{0.809-2.321} = 26.45dB/V$$

$$ICC = P_{IN} - SCC \times RMS_{OUT} = -5 - 25.45 \times 2.321 = -66.39dBm$$ 。

假如，实测-25dBm 的输入功率对应的 RMS 输出电压为 1.559V。按照 SCC 和 ICC 计算出对应 1.559V 输出的输入功率应为: $1.559 \times 26.45 - 66.39 = -25.155dBm$ 。因此，这里的检测误差为 0.155dB。

功率检测器的误差校准过程应该在不同的频率下重复完成。对于宽频带的输入信号可选择中心频点进行校准。如果需要根据具体的应用进行系统级校准，输入信号应满足该系统的要求。例如，在 WCDMA 系统中校准误差，输入信号也应该为 WCMDA 信号。

PCB 设计中的注意事项

射频输入端口的耦合电容应该尽可能靠近管脚 IN_+ 和 IN_- 。

QFN 封装的背面有一块方形的接地焊盘，必须将这个焊盘与 PCB 上的“地”充分焊接在一起。这样做有利于器件的可靠散热。通常的做法是在 PCB 对应的位置使用填满焊锡的密集过孔。如果在 PCB 的下面能够插入散热片效果会更好。请参考 Hittite 公司《QFN(LPCC)封装的 PCB 设计与装配指导》获取更详细的相关信息。

功率检测器的“地”应该与射频信号“共地”。

直流供电部分应该使用退耦滤波电容，并且尽可能靠近器件的电源管脚。

专业术语定义

转换斜率：也就是 $P_{IN} \rightarrow RMS_{OUT}$ 响应直线的斜率，单位是 V/dB 。

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730



截止点：$P_{IN} \rightarrow RMS_{OUT}$ 响应直线与 X 轴（输入功率轴）的交点，单位是 dBm。

RMS 检测误差：在给定 RMS_{OUT} 的条件下，实测 P_{IN} 与理想 P_{IN} 的差值。

$$\text{RMS检测误差}=\frac{\text{实测RMS输出电压}-SCC\times\left(\text{实测}P_{IN}-ICC\right)}{SCC}$$

，SCC 为斜率常数，ICC 为截止点常数。具体定义方法请参考“误差校准”章节。

输入动态范围：不超过给定 RMS 输出误差容限（通常为：±1dB 或者±3dB）所对应的平均输入射频功率的范围。

峰均比(Crest Factor)：时变信号的峰值功率和平均功率的比值。

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730

其他说明：

原文参考：Hittite Microwave Corporation 《HMC1010LP4E Datasheet》— “Application Information”。

翻译和改编: 高峻, Senior Filed Application Engineer, Hittite Microwave Corporation。

为了便于广大中国用户的理解，翻译中在尊重原文的同时做了不少修正和补充。如需更多相关技术支持请联系：china@hittite.com

最后修改日期：2010 年 5 月 26 日

20 Alpha Road Chelmsford, MA 01824, USA Phone: +001-978-250-3343 Fax: +001-978-250-3373
美国讯泰微波有限公司上海代表处 200336
上海市 长宁区 仙霞路 80 号天虹大楼 6 楼 B 座 Phone: + 86-21- 62098809 Fax: +86-21-62096730